第15回
電磁波吸収のしくみ

小暮裕明

ボードの記事　ビギナーズ

前回（2005年11月号，pp.79-86）は電磁波の侵入を阻止し，また逆に電磁波ノイズを漏らさない，電磁シールドのしくみについて学びました．「臭いものに蓋（ふた）」というのは一時的な手だてという意味が込められていますが，電磁シールドの蓋は恒久的な解決策になりえます．しかし完ぺきな密閉はありえないので，わずかな隙間でも放射が助長されることがあります．空間は特性インピーダンス377 Ωの伝送線路と考えられるので，それが電磁波を伝えるのは持って生まれた能力（？）ともいえそうです．そこで今回は，すでに空間へ旅立ってしまった電磁波を捕捉・吸収する方法について学びます．　（筆者）

1．電磁波を減衰させる素子

● 減衰器のしくみ

同軸ケーブルの内部に抵抗体を置くと，伝送する電磁エネルギーは減衰します．図1のように内導体の一部を抵抗体にして，その両端に抵抗体の円板を並列に挿入する方法や，図2のように損失材料（Polyironなど）を充てんする方法があります(1)．

方形導波管線路では，図3のように中央のスロットから抵抗体を出し入れして減衰量を任意に設定する可変減衰器があります(1)．図4に示すように，この位置は電界が最大になっており，挿入する抵抗体の体積を変えることで減衰量を可変としています．また図5は，電界分布に沿って抵抗体の位置を変えることで減衰量を可変とするタイプです．これらの減衰器は，前者をフラップ形，後者をベーン形と

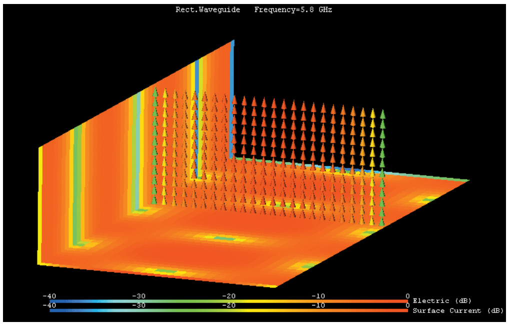


図4　方形導波管の電界
中央は電界が最大になっている（TE10モード）．上部と手前の導体は表示していない．

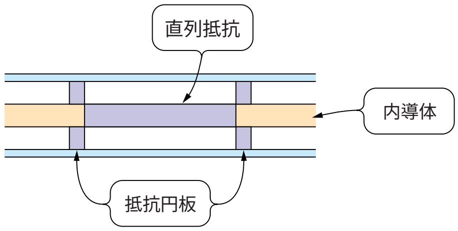


**図1
抵抗板を挿入した同軸減衰器**
内導体の一部を抵抗体にして，その両端に抵抗体の円板を並列に挿入する．

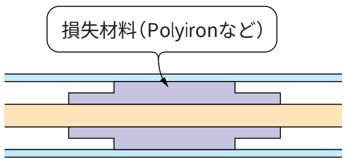


図2　損失材料を充てんした同軸減衰器
損失材料として，Polyironなどが用いられる．

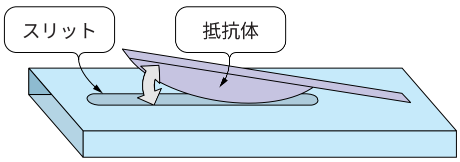


図3　方形導波管の可変減衰器（フラップ形）
中央のスロットから抵抗体を出し入れして減衰量を任意に設定する．

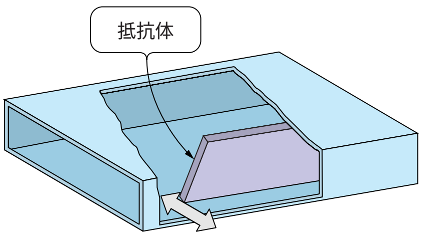


図5　方形導波管の可変減衰器（ベーン形）
電界分布に沿って抵抗体の位置を変える．

呼んでいます(2)．

● マイクロストリップ線路の無反射終端器

図6はマイクロストリップ線路の無反射終端器です．ストリップ導体の端に薄膜抵抗が付けられ，その先は接地ストラップでグラウンド導体に接続されています(1)．

図7に示すように，マイクロストリップ線路の周りの電界は，線路とグラウンドの間に強く発生しています．電界ベクトルは金属面に対して垂直で，その強度は線路とグラウンドの間が最大になっていますが，近傍の空間にも拡がっていることがわかります．

無限長の均一な伝送線路に一方向のみの電磁波が進んでいるとき，電圧と電流の比は場所によらず一定値となり，この値をその線路の特性インピーダンスといいます．

図8は，電磁界シミュレータMicro-Stripes注1のモデルで，マイクロストリップ線路のグラウンド面から線路を見上げた図です（誘電体層とグラウンド導体は表示していない．また対称形なので半分の解析空間になっている）．電界と表面電流を積分（積算）してそれぞれ電圧と電流の値を求めた結果，特性インピーダンスは44 Ωとなりました(3)．

伝送線路の特性インピーダンスが44 Ωのときに，同じ値である44 Ωの抵抗器で終端すれば，線路を伝搬する電磁波は抵抗器に取り込まれてしまいます．これは物理的には不連続な構造ですが，電気的には連続状態と考えられます．

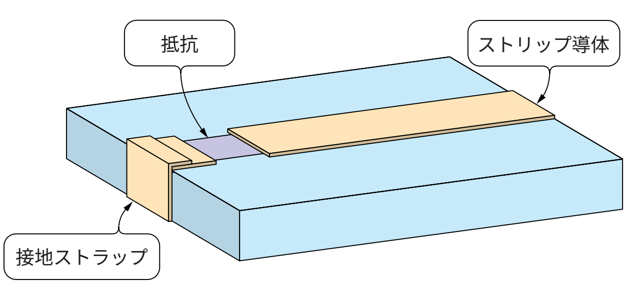


図6　マイクロストリップ線路の無反射終端器
ストリップ導体の端に薄膜抵抗が付けられ，その先は接地ストラップでグラウンド導体に接続されている．

注1：Micro-Stripes（マイクロストライプス）のWebサイトのURLは「http://www.microstripes.com/」．
注2：ある集合S1の任意な元（要素）に集合S2の元をそれぞれ一つずつ対応させることを写像（mapping）という．線路断面の2次元の静電界（z面）を，別の座標系（w面）において等電位線が座標一定の線と一致するように写像することで問題を解く方法を，等角写像法という．
注3：マイクロストリップ線路の電磁界は，誘電体層と空気の2種類の媒質を伝搬する．均質な媒質で充たされたストリップ線路の線路容量が，マイクロストリップ線路の線路容量と等しくなるときの誘電率を，実効誘電率という．
注4：AppCADは，http://www.hp.woodshot.com/ から無償でダウンロードできる．

無反射状態を実現でき，電磁エネルギーは抵抗器内で熱エネルギーに変換されます．

● Sonnet Liteによる無反射終端のシミュレーション

静電磁界における特性インピーダンスを，等角写像法注2によって求める方法があります．これを簡略化した実用的な数式が発表されています(1)が，周波数が高くなると実効誘電率注3も変化するため，静電磁界における値とは異なってきます．

高周波では，マイクロストリップ線路の特性インピーダンスを決定するパラメータは，誘電体の厚さ，誘電率，線路幅，線路導体の厚さ，動作周波数などです．**図9**は，これらの値を入力することで，さまざまな線路の特性インピーダンスを計算してくれる「AppCAD注4」の画面です．比誘電率4.9で厚さ1.6mmの誘電体を使い，線路幅を調整して2.8mmにしたとき，1GHzにおける特性インピーダンス

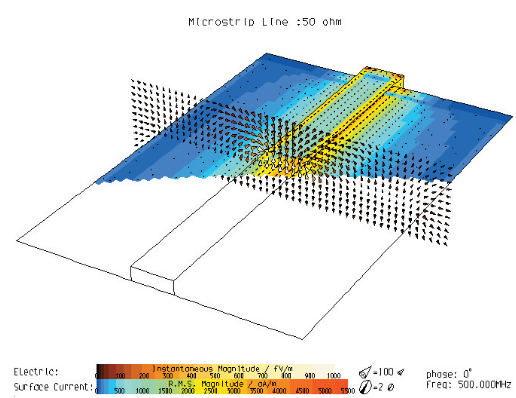


図7　マイクロストリップ線路の周りの電界
線路とグラウンドの間に強く発生している．

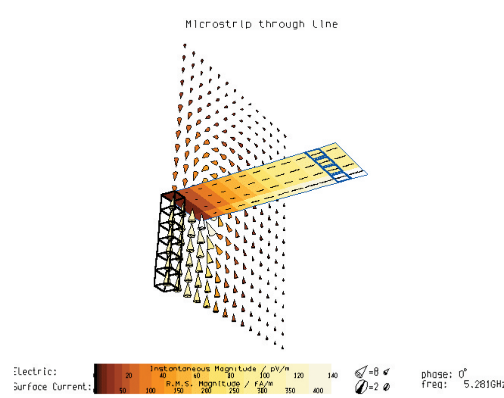


図8　マイクロストリップ線路の電界分布
マイクロストリップ線路のグラウンド面から線路を見上げている．誘電体層とグラウンド導体は表示していない．対称形なので半分の解析空間となっている．

はほぼ50 Ωになりました．

図10は，無償版のSonnet Lite注5でモデリングしたマイクロストリップ線路です．「Circuit」→「Metal Types...」を選択して表示されるダイアログ・ボックスで［Add...］ボタンを押します．**図11**のように，その金属のタイプをResistorに，Rdcの値を50ohms/sqに設定します．次に線路の右端にある正方形の金属を描き，マウスでクリックしたら「Modify」→「Metal Properties...」を選択して，**図12**のように，Typeを今定義したばかりの50 Ωの膜抵抗に設定します．これ以外の線路は，正方形の左右の辺に接して描きます．右端はSonnetのBox壁に接しており，**図6**のような接地ストラップでグラウンド導体に接続した状態を表しています．また，線路の左端には「Tools」→「Add Port」を選択してBoxwall Portを設けます．Boxは**図13**のように，Dielectric Layersは**図14**のように設定しました．

図15は反射係数(S_{11})の結果です．青い線は**図10**の無反射終端器のモデルの結果，赤い線は50 Ωの膜抵抗を除いたストレート線路にBoxwall Port 2(50 Ω終端)を付けたモデルの結果です．

このような無反射終端器の効果から，伝送線路の特性インピーダンスに一致した値の抵抗で終端することが，反射を非常に小さくする条件と考えられます．

2. 平面波の反射による問題

● 壁に向かう平面波の無反射終端

遠方から到達した電磁波の特性インピーダンスは377 Ωという値を示します(本誌2004年11月号，pp.139-146の連

注5：無償版のSonnet Liteは，本誌2005年7月号のCD-ROMに収録されている．またSonnet技研のWebサイトからもダウンロードできる．アドレスはhttp://www.sonnetsoftware.co.jp/．電磁界シミュレーションの使用事例は，参考文献(3)，(6)を参照．

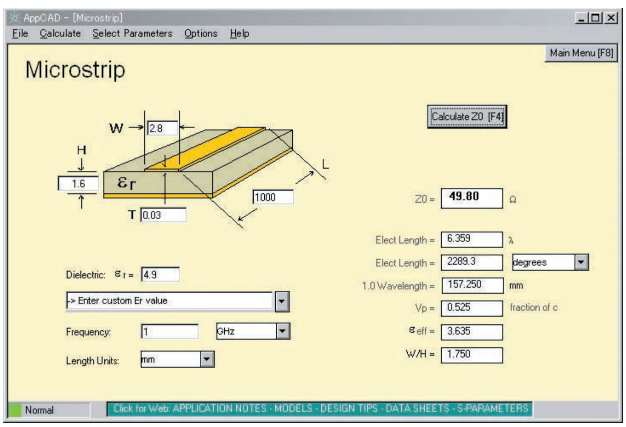


図9 AppCADの画面

誘電体の厚さ，誘電率，線路幅，線路導体の厚さ，動作周波数などの値を入力することで，さまざまな線路の特性インピーダンスを計算してくれるツール．比誘電率4.9で厚さ1.6mmの誘電体を使い，線路幅を調整して2.8mmにしたとき，1GHzにおける特性インピーダンスはほぼ50 Ωになる．

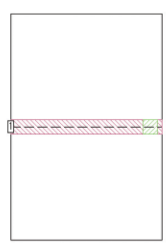


図10 マイクロストリップ線路のモデル

Sonnet Liteでモデリングしたもの．

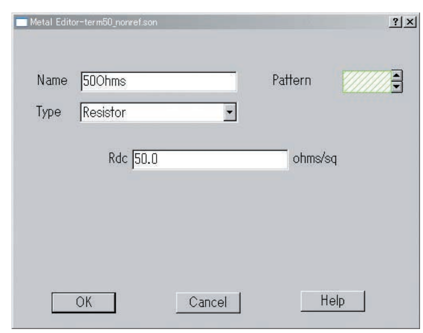


図11 Metal Editorの設定

金属のタイプをResistorに，Rdcの値を50ohms/sqに設定する．

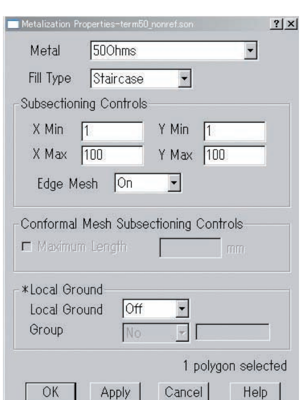


図12 Metalization Propertiesの設定

50 Ωの膜抵抗に設定する．

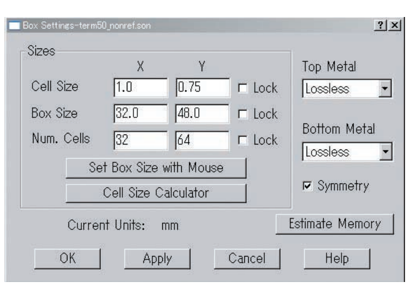


図13 SonnetのBoxの設定

線路幅方向を4セルにして，Symmetryにチェックを入れている．

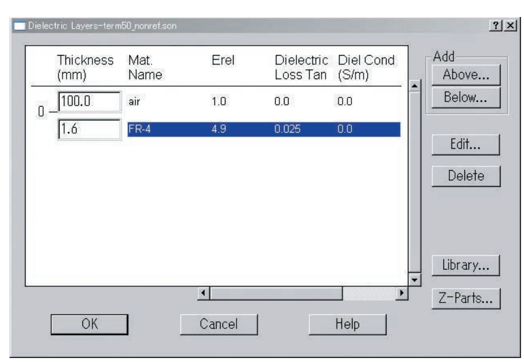


図14 Dielectric Layersの設定

基板の厚さは1.6mm，Box上部までの距離は十分とった(100mm)．

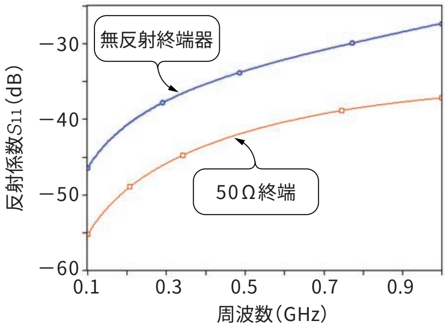
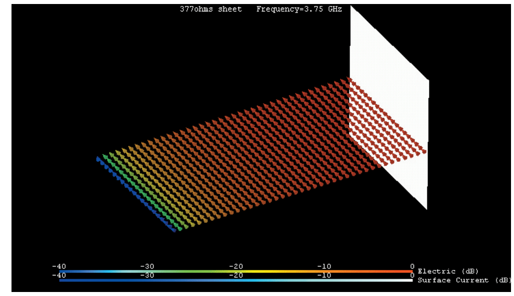


図15　反射係数(S_{11})の結果

青い線は無反射終端器のモデルの結果．赤い線は50 Ωの膜抵抗を除いたストレート線路にBoxwall Port 2(50 Ω終端)を付けたモデルの結果．



▶図16
平面波の電界分布

左手前から右手奥に表面抵抗377 Ω/□の金属壁がある．

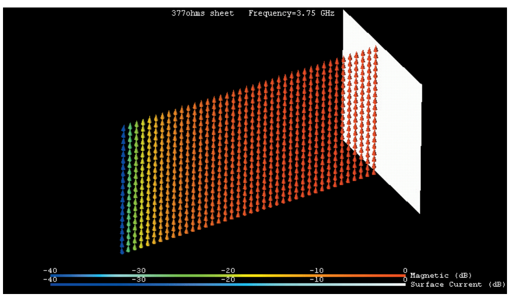
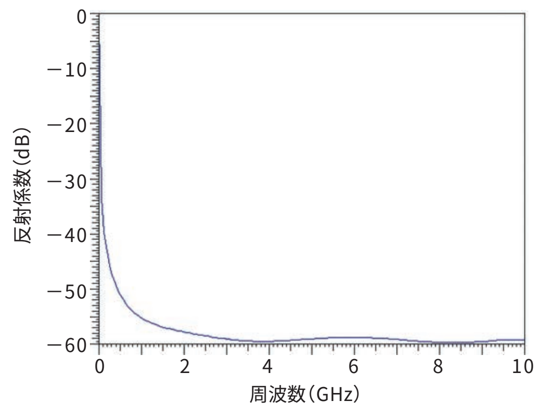


図17　平面波の電界に直交する磁界の分布

左手前から右手奥に表面抵抗377 Ω/□の金属壁がある．



▶図18
壁の手前の空間の反射係数

表面抵抗377 Ω/□の壁が無反射終端になっている．

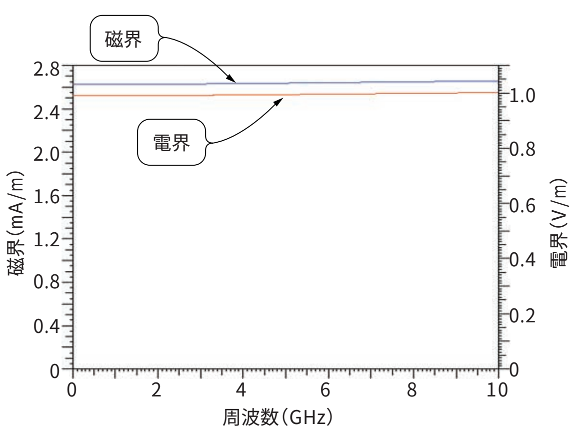


図19　壁の手前1mmの水平方向の電界 E_x と垂直方向の磁界 H_y

赤い線が電界で，ほとんどの周波数で1(V/m)を示している．青い線は磁界で，ほとんどの周波数で2.65(mA/m)を示している．｜E｜/｜H｜の値は377 Ω．

載第7回を参照)．それではこれを吸収する無反射終端は，どのように実現したらよいのでしょうか．前項で得られた知識では，壁表面のインピーダンスを377 Ωに設定すればよいことになりますが，ほんとうでしょうか?

図16は，左手前から右手奥にある表面抵抗377 Ω/□の金属壁に向かう平面波の電界の分布で，**図17**はこれに直交する磁界の分布です．壁を境界として不連続な状態になるのですが，**図16**や**図17**は壁がないような，あたかも連続状態を保っているかのような分布に思えます．

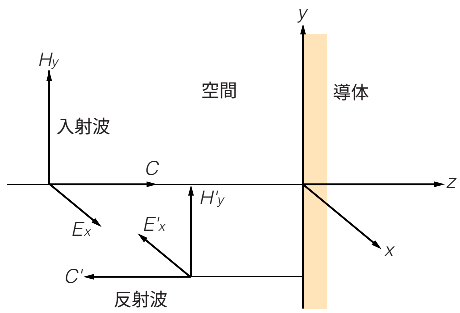
図18は壁の手前の空間に観測点(ポート)を設けたときの反射係数(return [dB])です．反射が非常に小さく，表面抵抗377 Ω/□の壁が無反射終端になっていることがわかります．

壁の手前1mmの観測点で得た水平方向の電界E_xと，垂直方向の磁界H_yの大きさを表すグラフを**図19**に示します．赤い線が電界で，ほとんどの周波数で1(V/m)を示しています．また青い線は磁界で2.65(mA/m)ですから，｜$\boldsymbol{E}$｜/｜$\boldsymbol{H}$｜の値は377 Ωになっています．

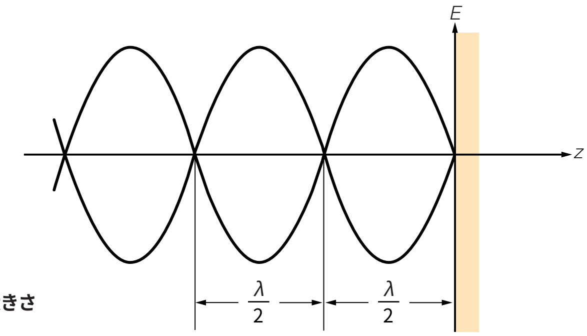
● 金属壁で反射する電磁波

図20に示すような，無損失の導体平面に垂直に入射する平面波について考えます．このとき，入射波の電界と磁界は次の式で表されます．

$$E_x = \boldsymbol{E}\cos\left\{\omega\left(\frac{z}{c}-t\right)\right\} = \boldsymbol{E}\cos\left\{2\pi f\left(\frac{z}{c}-t\right)\right\} \quad \cdots\cdots\cdots(1)$$



◀ **図20**
無損失の導体平面に垂直に入射する平面波
反射波の電界は，振幅が入射波と等しく，向きが反対になる．



▶ **図21**
電界の定常波
1/2波長ごとに電界の大きさがゼロになっている．

また，次の式の関係からH_yが得られます．

$$\frac{\boldsymbol{E}}{\boldsymbol{H}}=\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}=\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}=\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\times 377 \quad \cdots\cdots(2)$$

（本誌2004年11月号，pp.139-146の連載第7回，式(23)）

$$H_y=\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}E_x \quad \cdots\cdots(3)$$

反射波の電界は進行方向が逆なので，次のように表されます．

$$E_x'=\boldsymbol{E}'\cos\left\{\omega\left(\frac{z}{c}+t\right)\right\}=\boldsymbol{E}'\cos\left\{2\pi f\left(\frac{z}{c}+t\right)\right\} \quad \cdots\cdots(4)$$

導体面上($z=0$)では電界の接線方向成分はゼロですから，

$$\left(E_x\right)_{z=0}+\left(E_x'\right)_{z=0}=0 \quad \cdots\cdots(5)$$

したがって，反射波の電界は，次のように振幅が入射波と等しく，向きが反対になります．

$$\boldsymbol{E}'=-\boldsymbol{E} \quad \cdots\cdots(6)$$

一方，磁界は**図20**のように同じ向きで，同じ振幅を持ち，導体面上($z=0$)における磁界の接線方向成分から，次の面積密度を持った電流が導体面上に流れます．

$$\left(H_y\right)_{z=0}+\left(H_y'\right)_{z=0}=i_x \quad \cdots\cdots(7)$$

ここで，i_xは導体表面に流れる表面電流密度を表す

● 入射波と反射波によってできる定在波

空間にできる電界は，入射波と反射波の和になりますから，電界の大きさは次の式で得られます．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{E}&=E_x+E_x'\\&=\boldsymbol{E}\cos\left\{\omega\left(\frac{z}{c}-t\right)\right\}-\boldsymbol{E}\cos\left\{\omega\left(\frac{z}{c}+t\right)\right\} \quad \cdots\cdots(8)\\&=2\boldsymbol{E}\sin\omega\frac{z}{c}\sin\omega t\end{aligned}$$

これを図示すると**図21**のようになります．1/2波長ごとに電界の大きさがゼロになっています．この点を「節」といいます．式(6)で，

$$\omega\frac{z}{c}=m\pi \ (m:\text{整数})$$

とすれば，これを変形して，

$$z=\frac{m\lambda}{2}$$

の点で，つねに電界はゼロになることがわかります．また電界の振幅が最大の点を「腹（はら）」といいます．

この波は空間を伝搬せずにつねに一定の位置に留まっているので，「定常波(standing wave)」と名づけられました．**図21**は電界のみを考えましたが，磁界も同様に定常波ができます．節と腹のできる位置は，電界に対して1/4波長ずれますが，やはり1/2波長ごとに節ができます(4)．

3. 1/4波長型の電磁波吸収体

● 1層型電磁波吸収体の構造

電磁波は損失媒質の中で減衰し，電磁エネルギーは熱エネルギーに変換されると考えられます．誘電体の損失は誘電率の虚部ε''に起因し，単位面積当たりの電磁波吸収エネルギーP(W/m^2)は次の式で表されます．

$$P=\frac{1}{2}\omega\varepsilon''|\boldsymbol{E}|^2 \quad \cdots\cdots(9)$$

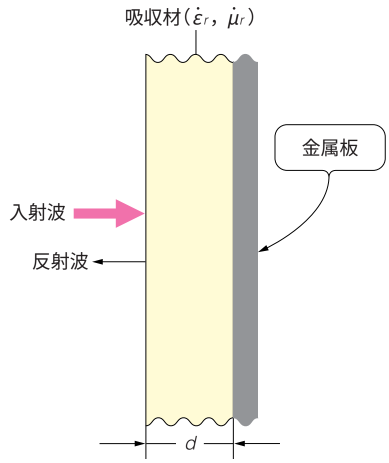


図22　1層型電磁波吸収体の構造

金属壁の手前にこれらの損失材料を置くことで電磁波を吸収する．

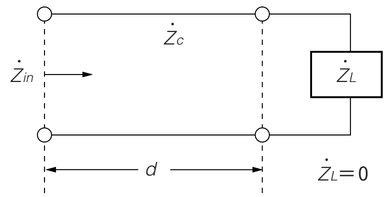


図23　1層型電磁波吸収体の等価回路

Z_{in}は入力インピーダンス，Z_cは吸収剤の特性インピーダンス，Z_0は電波インピーダンス，Z_Lは金属壁のインピーダンス(0 Ω)，dは吸収体の厚さ．

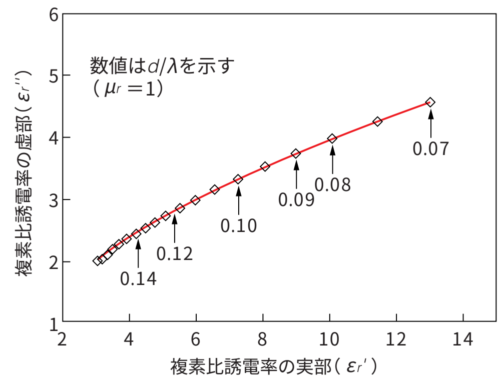


図24　無反射曲線の例

複素誘電率の実部と虚部の解をグラフにしたもの．

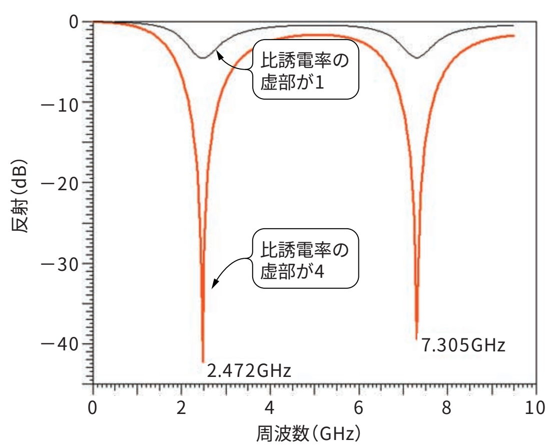


図25　無反射曲線で得られたパラメータのシミュレーション結果

Micro-Stripesによる結果．2.45GHzで反射が最小になっている．

また磁性損失，導電損に起因するものは，それぞれ次の式で表されます．

$$P=\frac{1}{2}\omega\mu''|\boldsymbol{H}|^2 \quad\cdots\cdots(10)$$

$$P=\frac{1}{2}\sigma|\boldsymbol{E}|^2 \quad\cdots\cdots(11)$$

そこで，金属壁の手前にこれらの損失材料を置くことで電磁波を吸収する「電波吸収体」が開発されています．

図22に示すような構造は，図23の等価回路で表され，入力インピーダンスZ_{in}は次の式で表されます．

$$Z_{in}=Z_0\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\tanh\left(j\frac{2\pi d}{\lambda}\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}\right) \quad\cdots\cdots(12)$$

ここで，吸収材の特性インピーダンスは$Z_c=Z_0\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}$

吸収材を誘電体で作る場合は，比透磁率は1です．また吸収体の表面で無反射になる条件は$Z_{in}=Z_0$で，これを式(10)に適用すると，下式が成り立ちます．

$$1=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\tanh\left(j\frac{2\pi d}{\lambda}\sqrt{\varepsilon_r}\right) \quad\cdots\cdots(13)$$

以上の式で複素誘電率の実部と虚部の解をグラフにしたものを無反射曲線(図24)といいます[5]．例えば2.45GHzを中心としたパラメータを得ると，d＝9.8mm，比誘電率の実部＝10，虚部＝4となります．

図25はMicro-Stripesでこのパラメータをシミュレーションした結果です．赤い線で示すように，ほぼ2.45GHzで反射が最小になっています．また黒い線はtan δを0.1(比誘電率の虚部＝1)に設定した結果です．式(11)の無反射条件を満たしていないので，反射が増えていることがわかります．

● 1/4波長型の電磁波吸収体のしくみ

前項の誘電体は厚さが約1cmですから，製造するとかなりの重量になり，あまり現実的ではありません．壁紙のように扱えると便利ですが，そのためには薄型化が必須になってきます．

この例では比誘電率が10ですから，波長短縮率$1/\sqrt{\varepsilon_r}$は0.32です．このとき誘電体厚9.8mmは1/4波長に相当しますが，図22のdが1/4波長ですから，金属板に到達する

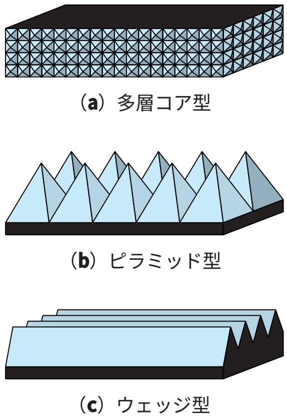


図26　多層構造の電波吸収体

平板型の多層構造のほかに，表面付近で空気に近い誘電率が得られるようにしたタイプもある．

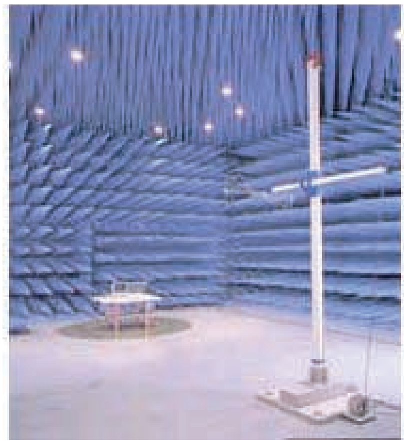


写真1　EMI測定用電波暗室の例(7)

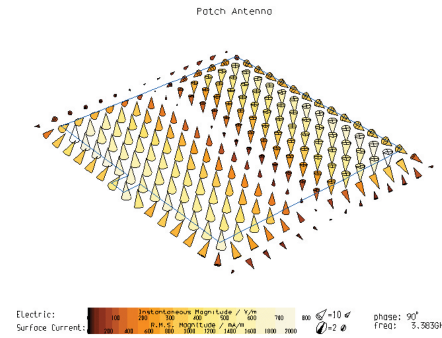


図27　方形パッチ・アンテナの電界の分布

パッチ面とグラウンド板の間にできる電界を示している．パッチの両縁に沿って，強い電界がパッチ面やグラウンド面に垂直に分布している．

のに位相が90 °遅れます．金属板から再放射（反射）する電磁波は入射する電磁波より180 °位相が遅れ，吸収体表面に到達するまでにさらにλ/4進むので90 °遅れ，結局，反射波は360 °遅れて同相で放射されることになります．

一方，吸収体表面で反射する波は180 °位相がずれますから，結局逆相でキャンセルされて，反射波はなくなると考えられます．これが1/4波長型の電磁波吸収体のしくみです．

図25はこのタイプの特徴をよく表しています．反射係数が小さい，すなわち吸収の大きい周波数は，設計目標の2.45GHzを中心とした狭い範囲に限られます．また約3倍の周波数を中心にして，やはり吸収の大きい周波数範囲が現れます．これは厚さが1/4波長（の奇数倍）で動作するタイプの宿命ですから，吸収性能を発揮できる周波数が限定されることになります．

● 多層電磁波吸収体

広帯域を実現するために多層構造にして，表面近くには空気に近い材料を，内部には徐々に吸収の大きな材料を配置する方法があります．こうすると周波数が異なっても，電磁波は吸収体内に入るにつれて減衰します．平板型の多層構造のほか，**図26**のような形状にして，表面付近で空気に近い誘電率が得られるようにしたタイプもあります．

写真1はピラミッド形の電磁波吸収体を用いた電波暗室と呼ばれる部屋です．EMI/EMCの測定やアンテナの特性測定，無線機器などの試験に使われます．

多層電磁波吸収体は広帯域特性を有する反面，その構造から軽量化・省スペース化が困難です．

● 電磁波吸収体の薄型化の可能性

写真2と**写真3**は，吸収体表面に導体のパターンを構成することで吸収体を薄型化した，パターン吸収体の製品例です．吸収体層の厚さは1/4波長よりもはるかに薄く軽量なので，壁紙感覚ではることもできるでしょう．

動作のしくみを理解するために，構造が似ているパッチ・アンテナの電磁界を表示します．**図27**は方形パッチ・アンテナのパッチ面とグラウンド板の間にできる電界の分布です(6)．パッチの両縁に沿って，強い電界がパッチ面やグラウンド面に垂直に分布しています．右縁と左縁では，電界ベクトルの上下の向きが反対になっており，中央には電界がゼロの場所があります．

パッチを水平方向から見たときの電流，電圧の分布を示すと**図28**のようになっており，パッチの長さが1/2波長になる周波数で共振しています．このシミュレーションは送信アンテナとしてマイクロストリップ線路で給電していますが，アンテナの可逆性から，平面波を受信したときにも同じような電磁界分布が発生します．

さて**写真2**や**写真3**はこのようなパッチが並んでいると考えると，平面波が垂直に入射したときに，パッチ面で反射する波（−180 °）と，パッチ面とグラウンド板の間に入り込む波が存在します．電界ゼロのパッチ中央はグラウンドに短絡されていると解釈できるので，パッチの端から1/4波長入り込んだところに反射板（短絡板）があることと等価であるとすれば，1/4波長型と同じように同相（−360 °）で

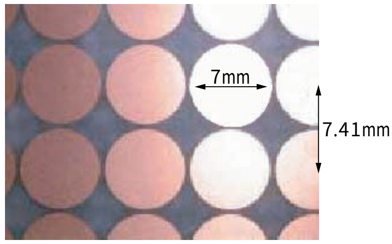


写真2
2.4GHz帯の電波を吸収する薄膜電磁波吸収体の例[8]

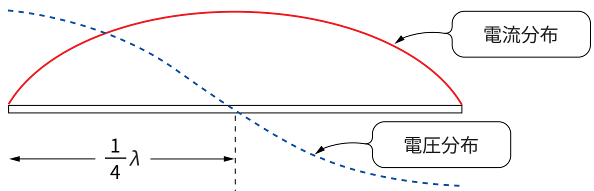


図28　円形パッチの電流，電圧の分布
パッチを水平方向から見たときの電流，電圧の分布を示す．

放射されることになります．

このようなしくみによって，薄型構造にもかかわらず反射波は少なくなると考えられますが，性能は入射角度や偏波によって左右されます．**写真2**は円形パッチですが，やはり**図28**のような分布が得られます．いずれにしてもパッチ・パターンのみでは，やはり1/4波長型のもつ狭帯域性が現れますから，特定周波数の用途に向いていると言えます．

写真3ではパッチの間にさらに十字のパターンが入っています．表面にこのような複合パターン素子を最適配列することで，3層構造にもかかわらず，2.45GHz用で約3mm厚の薄膜を実現しています．

まとめ

無線LAN，Bluetooth，ZigBee，UWB，ワイヤレスUSBといった近距離の通信，さらにはRFIDシステムなど，オフィスには複数のワイヤレス・システムが混在するようになりました．また，家電製品に採用されれば，家庭内における普及も加速するでしょう．これらの電磁波が反射・回折すれば電波干渉が発生しますから，この問題を解決するために，電磁波吸収体のニーズは確実に高まるでしょう．最後にこれらの状況の下で，電磁波吸収体に強く求められる特性を**図29**にまとめます．

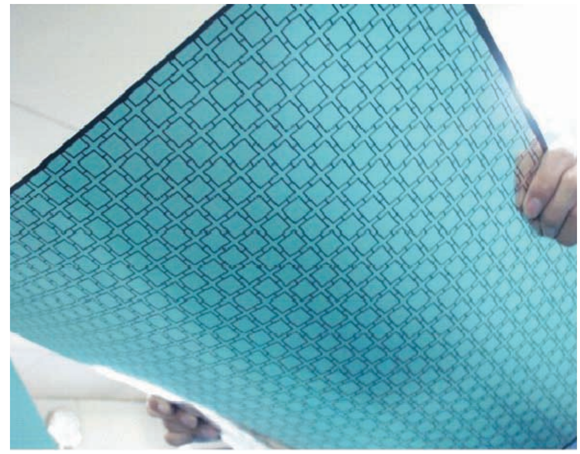


写真3　5.8GHz帯の電波を吸収する薄膜電磁波吸収体の例[9]

図29
電波吸収体に求められる特性

- 薄型・軽量である
- 堅ろうである
- 耐候性（耐環境性）がある
- 広帯域である
- 広角度（斜入射）特性に優れている
- 偏波特性に優れている

参考・引用*文献

(1) 小西良弘；マイクロ波回路の基礎とその応用，総合電子出版社，2000年（第5版）.
(2) 電子情報通信学会編；電子情報通信ハンドブック，オーム社，1990年（第1版第2刷）.
(3) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界，CQ出版社，2003年（第6版）.
(4) 小暮裕明；電磁界シミュレータで見る2.4GHz帯の電磁波干渉問題，Design Wave Magazine，pp.31-39，2005年7月号.
(5) 仁田周一，上芳夫，佐藤由郎，杉浦行，瀬戸信二，藤原修 編集；環境電磁ノイズハンドブック，朝倉書店，1999年（初版第1刷）.
(6) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶワイヤレスの世界，CQ出版社，2003年（第2版）.
(7) E＆Cエンジニアリング；http://www.ece.co.jp/ece-darkroom.htm.
(8) ニッタ；http://www.nitta.co.jp/product/sheet/top.html.
(9) 関西ペイント；http://www.kansai.co.jp/rd/token/pdf/140/05.pdf.

こぐれ・ひろあき
小暮技術士事務所・技術士（情報工学部門）
http://www.kcejp.com/